МАШИНОСТРОЕНИЕ И МАШИНОВЕДЕНИЕ
MACHINE BUILDING AND MACHINE SCIENCE



УДК 621.391.3 https://doi.org/10.23947/1992-5980-2018-18-4-385-391

Линейно-логический алгоритм принятия решения при обработке сигналов*

В. С. Плаксиенко[1**]
[1]Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог, Российская Федерация

Linear-logical decision-making algorithm for signal processing***

V. S. Plaksienko[1**]
[1] Institute for Radiotechnical Systems and Control, Southern Federal University, Taganrog, Russian Federation

Введение. Для повышения эффективности приема и обработки дискретных сигналов в условиях дефицита априорных сведений применяют эвристический синтез. Представлен анализ алгоритма принятия решения при линейно-логической обработке дискретных сигналов в случае, если априорные данные об их параметрах неполны. Цель работы — построение и анализ эффективности линейно-логических алгоритмов.
Материалы и методы. Предложены эффективные в условиях априорной неопределенности математические алгоритмы приема и обработки сигналов. Они основаны на учете структуры выбросов и превышений процессов в каналах обработки.
Результаты исследования. Созданы линейно-логические алгоритмы обработки дискретных сигналов. Они основаны на учете одной, двух и более детальных характеристик выбросов или превышений случайных процессов.
Обсуждение и заключения. Полученные результаты могут быть полезны в процессе синтеза алгоритмов и устройств приема и обработки сигналов. Алгоритмы и устройства реализуемы как в аналоговом виде, так и в виде алгоритмов для ЭВМ. Созданы программы моделирования при обработке сигналов в условиях значительной априорной неопределенности информации о сигналах и о каналах их распространения.

Introduction. Heuristic synthesis is used to improve the efficiency of reception and processing of discrete signals under aprior information pressure. The analysis of the decision-making algorithm for the linear-logical processing of discrete signals in case of the incomplete aprior data on their parameters is presented. The work objective is to develop and analyze the efficiency of the linear-logical algorithms.
Materials and Methods. New mathematical algorithms for the signal reception and processing, effective under conditions of a priori uncertainty, are proposed. They are based on the consideration of the structure of emissions and process exceedance in the signal processing channels.
Research Results. Linear-logical algorithms for processing discrete signals are developed. They are based on the consideration of one, two and more detailed characteristics of emissions or exceedance of random processes.
Discussion and Conclusion. The results obtained can be useful in the synthesis of algorithms and devices for the signal reception and processing. Algorithms and devices are implemented both in an analog form and in the form of algorithms for computers. The simulation programs for the signal processing under conditions of the considerable uncertainty of aprior information on the signals and the channels of their distribution are developed.

Ключевые слова: решающие правила, эвристический синтез, прием и обработка дискретных сигналов, плотности распределения вероятностей, выбросы и превышения случайных процессов.

Keywords: decision rules, heuristic synthesis, reception and processing of discrete signals, probability distribution densities, emissions and exceedance of random processes.

Образец для цитирования: Плаксиенко, В. С. Линейно-логический алгоритм принятия решения при обработке сигналов / В. С. Плаксиенко // Вестник Дон. гос. техн. ун-та. — 2018. — Т. 18, № 4. — С. 385-391. https://doi.org/10.23947/1992-5980-2018-18-4-385-391.

For citation: V.S. Plaksienko. Linear-logical decision-making algorithm for signal processing. Vestnik of DSTU, 2018, vol. 18, no. 4, pp. 385-391. https://doi.org/10.23947/1992-5980-2018-18-4-385-391.

Введение. Для оптимизации обработки сигналов в условиях значительной априорной неопределенности используют процедуры эвристического, инженерного синтеза непараметрических решающих правил. Такая процедура основывается на анализе параметров выбросов случайных процессов на выходе демодулятора приемника дискретных

* Работа выполнена на основе инициативной НИР.
** E-mail: vsp46@mail.ru
*** The research is done within the frame of the independent R&D.

сигналов [1–7]. Теория выбросов широко используется в инженерной практике. Однако анализ закономерностей и детальных характеристик выбросов — сложная аналитическая задача даже при постоянном или медленно меняющемся пороге. При аналитическом подходе получаются соотношения, приводящие к несходящимся рядам, и этим объясняется отсутствие физически значимых результатов.

В настоящее время и в ближайшем будущем перспективно применение дискретных многопозиционных сигналов. Это и дискретные адресные системы, и системы многократной телеграфии (частотная телеграфия, многопозиционная частотная телеграфия), и системы с D и E кодами, в которых последовательно-параллельно во времени передаются элементарные посылки длительностью T_c на одной или разных частотах [5, 8–10].

При приеме бинарных сигналов на входе решающего устройства присутствуют два случайных процесса, и процедура принятия решения сводится к задаче статистической проверки гипотез. Необходимо определить, какой случайный процесс (из сравниваемых) обладает большей энергией на интервале наблюдения. Процедура принятия такого решения может быть сведена к сравнению величины разностного сигнала на выходе приемника с постоянным нулевым порогом. Таким образом, необходимо сравнивать минимум два случайных процесса (в лучшем случае анализируется случайный процесс с выхода приемника дискретных сигналов при медленно меняющемся пороге).

Статистическая проверка гипотез сводится к анализу взаимных превышений двух и более процессов. Аналитическое представление данной задачи бывает громоздко и не дает инженерных решений [1, 11–15]. Эвристический синтез и статистическое моделирование на ЭВМ позволяют получить значимые инженерные приложения.

При приеме многопозиционных сигналов можно упрощенно представить:
— их спектры $S(f)$;
— амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтров приемников $K(f)$ (рис. 1).

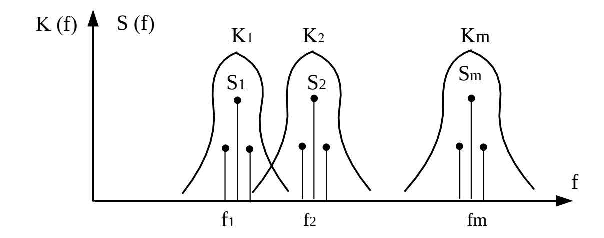


Рис. 1. АЧХ фильтров приемников

Для линейного приемника многопозиционных сигналов обязательно наличие:
— общего усилителя промежуточной частоты (УПЧ),
— общей схемы принятия решения (СПР).

Необходимы также наборы разделительных фильтров (см. рис. 1) и амплитудных детекторов (АД).

Анализ таких приемников показывает [1]: чем больше число позиций сигнала m, тем ниже их помехоустойчивость. Требования к АЧХ фильтров (см. рис. 1) достаточно жесткие. АЧХ не должны перекрываться для обеспечения частотной ортогональности. При этом шумы на выходах фильтров будут независимы. Не должно быть областей перекрытия между АЧХ фильтров, настроенных на частоты f_i, (см. рис. 1). Форма АЧХ должна иметь плоский участок в окрестности частоты настройки, чтобы спектры сигналов не искажались.

Следует отметить имеющиеся противоречия. Так, узкополосные фильтры ограничивают скорость работы. При замираниях сигналов и эффекте Доплера возможно ухудшение качества и даже срыв связи. Широкополосные фильтры приводят к взаимопроникновению сигналов соседних по частоте каналов, т. е. нарушается ортогональность и, соответственно, падает качество приема.

Для процессов на выходах фильтров соседних каналов в системах приема и обработки сигналов характерны статистические взаимосвязи, которые увеличиваются при увеличении взаимных перекрытий спектров сигналов либо АЧХ фильтров. Детальное рассмотрение процедуры разделения сигналов по частотному признаку показывает, что при обработке многопозиционных сигналов в случае перекрывающихся АЧХ фильтров можно говорить о попарно зависимых процессах в соседних по частоте каналах. Это имеет особое значение при использовании для оптимизации приема многопозиционных сигналов нелинейных либо линейно-логических процедур [1, 11–14].

Постановка задачи. В условиях значительной априорной неопределенности частота сигналов известна с ограниченной точностью, а диапазон варьирования длительностей элементарного символа может изменяться

до тысячи раз. Дополнительное требование: работа в реальном масштабе времени. Ограничимся для простоты случаем обработки бинарных сигналов.

Синтез алгоритма принятия решения. В работах [1, 11–13] рассматриваются особенности обработки дискретных сигналов в условиях значительной априорной неопределенности информации о длительности символа. Задачу можно решить линейными процедурами путем параллелизма алгоритма принятия решения. Проблема усложняется при повышении требуемой точности и расширении диапазона изменения длительностей элементарного символа.

В таких условиях применение адаптивных процедур требует значительного времени на адаптацию или практически нереализуемо из-за высокой априорной неопределенности. Проанализируем возможности эвристического синтеза алгоритма, основанного на учете статистических свойств взаимных превышений двух и более случайных процессов [1, 11–12].

Рассмотрим широкополосный прием с интегрированием или фильтрацией после детектора, когда $\Delta f_п T >> 1$ ($\Delta f_п$ — полоса пропускания приемника, T — длительность элементарного символа). В этом случае отсчеты процесса на выходе решающего устройства можно считать распределенными по закону, близкому к нормальному. Математическое ожидание и дисперсия этого процесса определяются соотношениями [4]:

$$\Delta M[x] = M[x_1] — M[x_2], \qquad D[x] = D[x_1] + D[x_2].$$

Вероятность ошибочного приема рассчитывают по формуле [1–3, 12]:

$$P = \frac{1}{2}[1 - \Phi(\alpha)].$$

Здесь $\Phi(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_0^{\alpha} \exp(-\frac{x^2}{2})dx$ — функция Крампа; $\alpha = \frac{\Delta M}{\sqrt{D}} = \frac{h}{\sqrt{2 + 2\Delta f T / h^2}}$ — отношение постоянной составляющей к эффективному значению переменной; $h^2 = \frac{a^2}{2\nu^2}$ — отношение энергии элемента сигнала к спектральной плотности помехи, где a — нормированная амплитуда сигнала, ν^2 — спектральная плотность помехи.

При обработке дискретных сигналов в указанных условиях возможно применение только непараметрических алгоритмов принятия решения. Сами по себе интересны статистические характеристики выбросов случайных процессов: длительность выбросов (превышений) $t_П$, длительность интервалов между выбросами $T_И$, значения максимумов выбросов ξ_m и т. д. [3]. Алгоритмы оптимизации принятия решения могут быть основаны на учете одной из детальных характеристик, например: число пересечений порога за время наблюдения, длительность интервалов превышения порога и т. д. Необходимо определить информативные признаки таких детальных характеристик взаимных превышений случайных процессов. Технически реализуемый инженерный учет этих данных позволит оптимизировать алгоритм приема и обработки сигналов в указанных условиях.

С энергетической точки зрения наибольшую точность в условиях значительной априорной неопределенности обеспечит учет площадей взаимных превышений $S_П$ (в пределе энергий). Однако это сложно реализовать в реальном масштабе времени алгоритмически и тем более технически.

Понятие выбросов является частным случаем понятия взаимных превышений для двух и более процессов, в том числе случайных. При обработке бинарных сигналов ставится задача анализа выбросов разностного процесса относительно нулевого порога. Она адекватна задаче анализа взаимных превышений огибающих двух процессов в каналах обработки сигналов [3, 11].

Для оптимизации задачи принятия решения в реальном масштабе времени целесообразно учитывать одновременно две и более детальные характеристики выбросов — например, длительность и величину превышения. Произведение длительности на уровень (амплитуда) превышения является оценкой площади превышения (с учетом коэффициента формы превышения) [11].

Воспользуемся двумя детальными характеристиками.

1. Относительный уровень превышения q:

$q = X_i(t) / X_j(t)$, где $X_i(t)$ и $X_j(t)$ — анализируемые процессы.

2. Относительная длительность превышений Θ:

$\Theta = t_П / \tau_К$, где $\tau_К$ — интервал корреляции процессов на выходе линейной части приемника, определяемый его полосой пропускания.

Совместный учет указанных характеристик технически сравнительно не труден. При этом его достоверность близка к показателям, получаемым при учете площадей превышений $S_П$. Учитывая значение термина «превышение», q должно быть больше 1, поэтому в бинарной ситуации при формировании двухпараметрических распределений q определяется соотношением [11]:

$$q = \begin{cases} \dfrac{x_1(t)}{x_2(t)}; & x_1(t) \geq x_2(t); \\ \dfrac{x_2(t)}{x_1(t)}; & x_2(t) \geq x_1(t). \end{cases} \tag{1}$$

Такой подход позволяет анализировать и многопараметрические распределения взаимных превышений двух и более случайных процессов.

Для повышения качества принятия решения необходимо сократить общее количество взаимных превышений процессов. Это следует из результатов анализа двумерных законов распределения взаимных превышений огибающей смеси сигнала и шума и огибающей шума [11]. Необходимо преобразовать процессы таким образом, чтобы, не нарушая отношения правдоподобия, получить формы двумерных распределений, легко различаемые решающим устройством [12].

Обе задачи решаются применением модифицированного алгоритма комбинированного сложения [1, 11, 14]:

$$X_{1П}(t) = [X_1(t) - K\,X_{2П}(t)]\;1[X_1(t) - K\,X_2(t)],$$
$$X_{2П}(t) = [X_2(t) - K\,X_{1П}(t)]\;1[X_2(t) - K\,X_1(t)], \tag{2}$$

где K — коэффициент, принимающий значения от 0 до 1; $1[Z(t)]$ — единичная ступенчатая функция, причем $1[Z(t)] = 1$ при $Z(t) > 0$ и $1[Z(t)] = 0$ при $Z(t) < 0$.

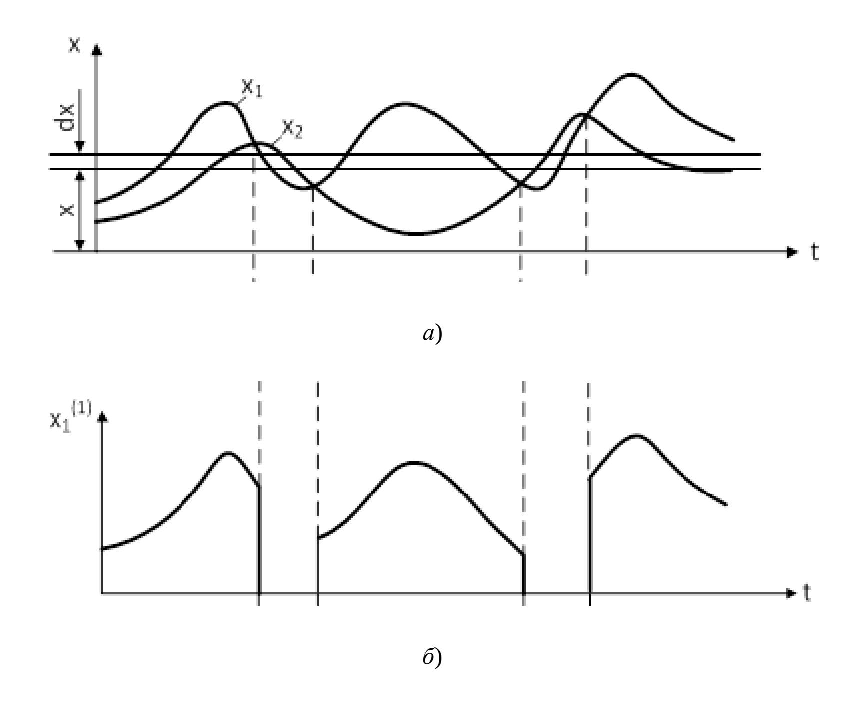
Спектры процессов $X_{1П}(t)$ и $X_{2П}(t)$, сформированных после обработки по алгоритму (2), расширяются. Их необходимо ограничивать до ширины спектров исходных информационных процессов $X_1(t)$ и $X_2(t)$.

Значение K определяет реализуемые модификации алгоритма и устройств комбинированного сложения. Речь идет об алгоритме взаимного преобразования, методе комбинированного сложения, системе перекрестного запирания [1, 11].

При $K = 1$ из детальных характеристик превышений учитывается только факт превышений процессов. Реализуется алгоритм автовыбора при разнесенном приеме сигналов [4] и взаимное преобразование при принятии решения [11].

При $K = 0{,}414$ учитываются и факт превышения одного процесса другим, и уровень превышения q [4]. Реализуется комбинированное сложение в разнесенном приеме. При $1 > K > 0$ учитывается не только факт превышения, но и уровень превышения q. Реализуется модифицированный метод комбинированного сложения при принятии решения.

Линейно-логические процедуры, реализуемые в результате эвристического синтеза, позволяют статистически преобразовать исходные случайные процессы. При $K = 1$ в (2) реализуется автовыбор процессов во времени. Непрерывные во времени процессы (рис. 2, *а*) превращаются в последовательности импульсов со случайными амплитудами $X_1^{(1)}(t)$ и $X_2^{(1)}(t)$ (рис. 2, *б* и 2, *в*).



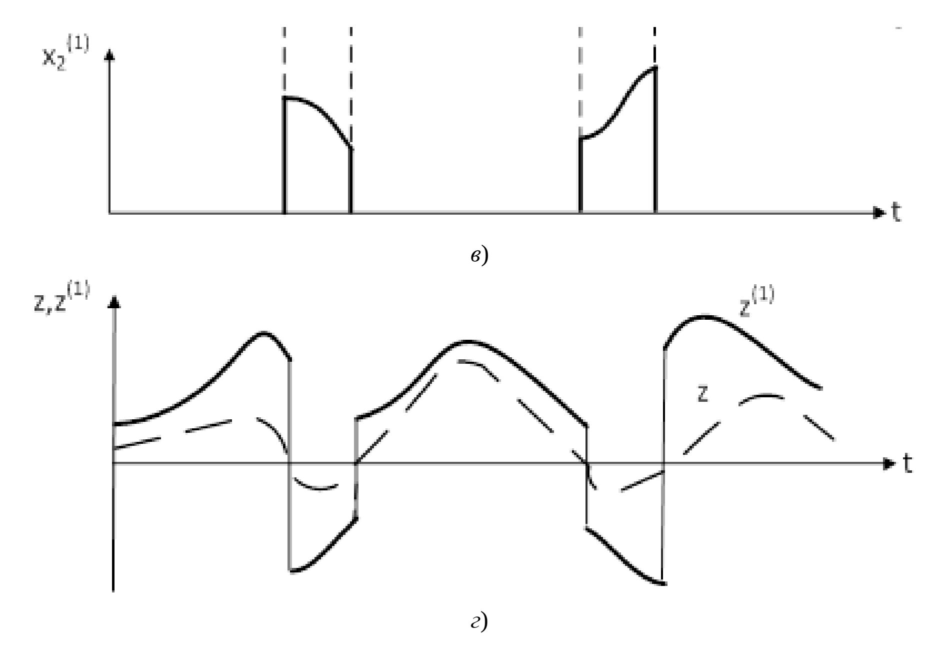


Рис. 2. Комбинированное сложение при K = 1

На рис. 2, *г* представлены разностные процессы $Z = X_1 - X_2$ без обработки и $Z^{(1)} = x_1^{(1)} - x_2^{(1)}$ после обработки по правилу (2).

Плотности распределения вероятностей процессов $X_1^{(1)}(t)$ и $X_2^{(1)}(t)$:

$$W_1^{(1)}(x) = A_1\delta(x) + W_1(x)F_2(x) \quad (3)$$

$$W_2^{(1)}(x) = A_2\delta(x) + W_2(x)F_1(x). \quad (4)$$

Коэффициенты A_1 и A_2 определяются из условия нормировки:

$$A_1 = 1 - \int_0^\infty W_1(x)F_2(x)dx, \quad (5)$$

$$A_2 = 1 - \int_0^\infty W_2(x)F_1(x)dx, \quad (6)$$

где $F_1(x)$ и $F_2(x)$ — интегральные функции распределения.

Из рассмотрения рис. 2, *а* — 2, *в* следует, что часть времени процессы $X_1^{(1)}(t)$ и $X_2^{(1)}(t)$ равны нулю. Поэтому их плотности распределения вероятностей $W_1^{(1)}(x)$ и $W_2^{(1)}(x)$ будут содержать дельта-функции — $\delta(x)$ (рис. 3).

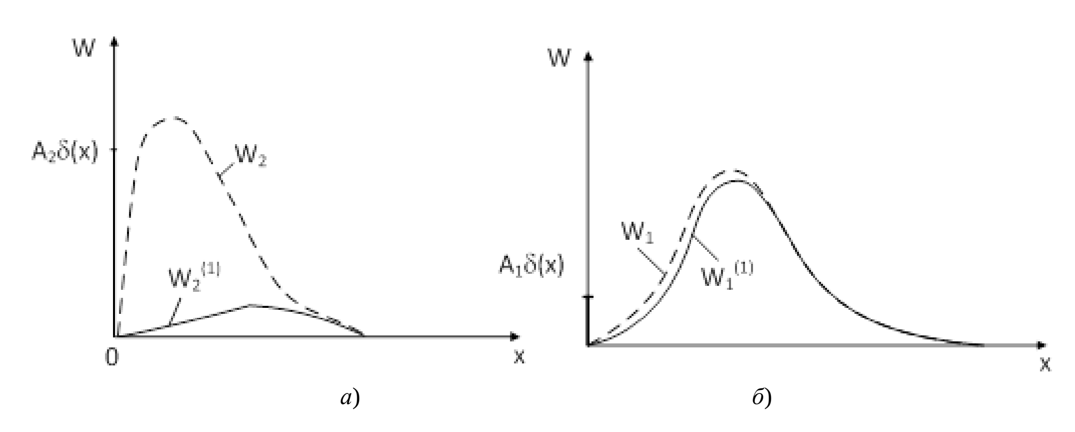


Рис. 3. Плотности распределения вероятностей процессов

На рис. 4 представлены плотности распределения вероятностей разностных процессов без обработки по правилу (2) $W(z)$ (рис. 4, *а*) и после обработки $W_1^{(1)}(Z)$ (рис. 4, *б*). Здесь Δ — зона стирания решающего устройства.

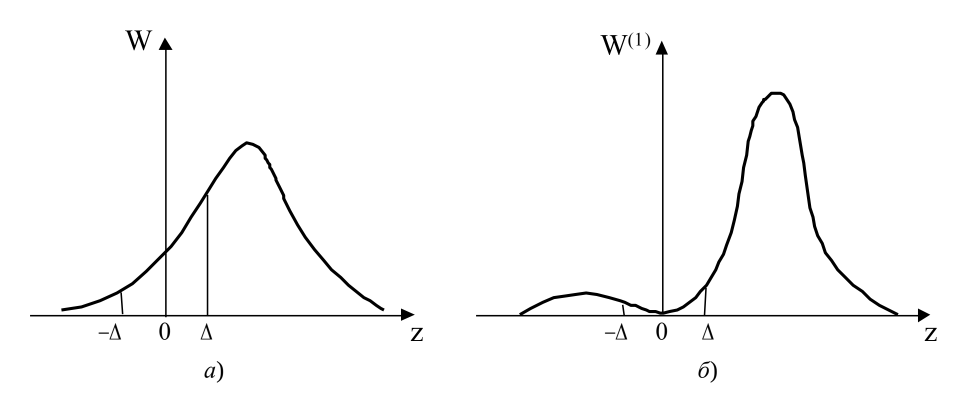


Рис. 4. Плотности распределения вероятностей процессов $Z(t)$, $Z^{(1)}(t)$

В соответствии с рис. 2, *б* и 2, *в* процессы после обработки по правилу (2) — импульсные. Их спектры будут шире спектров исходных процессов. Таким образом, обработка по правилу (2) не приведет к повышению качества приема, а только улучшит пороговые свойства [11–12, 16].

Полная процедура обработки включает две операции:

— линейно-логическую по правилу (2) (она нелинейна по сути, так как в спектре появляются составляющие, которых не было на входе);

— фильтрацию.

Фильтрация учитывает второй параметр превышений Θ — относительную длительность. Расширившиеся спектры процессов остаются в границах, задаваемых при формировании исходных процессов $X_1(t)$ и $X_2(t)$ (см. рис. 2, *а*).

Обработка по правилу (2) в зависимости от диапазона изменения длительностей ожидаемых сигналов и условий приема [12] может повторяться. При этом значения параметра K различны, всегда меньше 1 и увеличиваются в последующих циклах обработки.

Задачи автоподстройки частоты решаются более эффективно при использовании устройств, реализующих линейно-логическую обработку [14, 17–18]. Сравнительно несложными техническими средствами расширяются полосы захвата и удержания. Обеспечивается определенная устойчивость параметров автоподстройки в условиях воздействия аддитивных помех.

Результаты исследования. Результаты исследования алгоритма (2) в случае, когда сигналы зависимы, выходят за рамки настоящей статьи. Однако уже полученные данные показали эффективность алгоритма вплоть до значений коэффициентов взаимной корреляции процессов ρ = 0,5–0,6. Это хорошо согласуется с результатами решения задач разнесенного приема [2–4]. Алгоритмы модифицированного комбинированного сложения сигналов эффективны и при разнесенном приеме, и в задачах принятия решения. Однако рассмотрение особенностей их реализации выходит за рамки статьи.

Итак, оптимизация процедуры принятия решения при обработке дискретных сигналов в условиях значительной априорной неопределенности может быть выполнена на основе непараметрических алгоритмов, основанных на эвристическом учете детальных характеристик взаимных превышений случайных процессов. Большее количество учитываемых детальных характеристик усложняет алгоритм. Однако именно такой алгоритм обеспечивает большую инвариантность по помехоустойчивости в условиях изменения длительности ожидаемых сигналов. Синтезированные алгоритмы могут быть реализованы в виде процедур дополнительной обработки на ЭВМ и технически — в виде аналоговых устройств [14, 19].

Библиографический список

1. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. — Москва : Советское радио, 1970. — 728 с.

2. Связь с подвижными объектами на СВЧ / Под ред. М. С. Ярлыкова, М. В. Чернякова. — Москва : Связь, 1979. — 520 с.

3. Фомин, Я. А. Теория выбросов случайных процессов / Я. А. Фомин. — Москва : Связь, 1980. — 216 с.

4. Parsons, J.-D. The Mobile Radio Propagation Channel / J.-D. Parsons. — Hoboken : Wiley&Sons, 2000. — 433 с.

5. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В. П. Ипатов. — Москва : Техносфера, 2007. — 488 с.

6. Андронов, И. С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И. С. Андронов, Л. М. Финк. — Москва : Советское Радио, 1971. — 408 с.
7. Стратонович, Р. Л. Принципы адаптивного приема / Р. Л. Стратонович. — Москва : Наука, 1973. — 144 с.
8. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. — Москва : Радио и связь, 1983. — 320 с.
9. Филиппов, Л. И. Основы теории радиоприема дискретных сигналов / Л. И. Филиппов. — Москва : Наука, 1974. — 192 с.
10. Сикарев, А. А. Оптимальный прием дискретных сообщений / А. А. Сикарев, А. И. Фалько. — Москва : Связь, 1978. — 288 с.
11. Плаксиенко, В. С. Уровневая статистическая обработка дискретных сигналов / В. С. Плаксиенко. — Москва : Учебная литература, 2006. — 274 с.
12. Плаксиенко, В. С. Исследование двумерных распределений, взаимных превышений случайных процессов / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко // Известия ТРТУ. — 2000. — № 1. — С. 29–33.
13. Плаксиенко, В. С. Комбинированное сложение сигналов / В. С. Плаксиенко, Д. В. Плаксиенко // Радиотехника. — 2001. — Вып. 54, № 7. — С. 70–72.
14. Устройство фазовой автоподстройки частоты : а. с. 1290519 СССР, А1 МКИ H03L7/00 / В. С. Плаксиенко [и др.]. — № 3896423/09 ; заявл. 16.05.85 ; опубл. 15.02.87, Бюл. № 6. — 3 с.
15. Кловский, Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д. Д. Кловский. — Москва : Радио и связь, 1982. — 304 с.
16. Плаксиенко, В. С. Оптимизация некогерентных алгоритмов принятия решения / В. С. Плаксиенко // Электронные устройства и информационные технологии. — 1994. — Вып. 6. — С. 18–20.
17. Шахгильдян, В. В. Методы адаптивного приема сигналов / В. В. Шахгильдян, М. С. Лохвицкий. — Москва : Связь, 1974. — 160 с.
18. Шахгильдян, В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. — Москва : Связь, 1972. — 448 с.
19. Плаксиенко, В. С. Особенности линейно-логической обработки сигналов / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко, А. С. Сиденков // Prospero. — 2014. — № 1. — С. 108–113.

Поступила в редакцию 27.09.2018
Сдана в редакцию 27.09.2018
Запланирована в номер 21.10.2018

Received 27.09.2018
Submitted 27.09.2018
Scheduled in the issue 21.10.2018

Об авторе

Плаксиенко Владимир Сергеевич,
профессор кафедры «Встраиваемые и радиоприемные системы» Института радиотехнических систем и управления (ИРТСУ) Южного федерального университета (ЮФУ) (РФ, 347922, г. Таганрог, ул. Энгельса, 1), доктор технических наук, профессор,
ORCID: http://orcid.org/0000-0002-1730-628X
vsp46@mail.ru

Author:

Plaksienko, Vladimir D.,
professor of the Embedded and Radio Receiving Systems Department, Institute for Radiotechnical Systems and Control, Southern Federal University (1, Engels St., Taganrog, 347922, RF), Dr.Sci. (Eng.), professor,
ORCID: http://orcid.org/0000-0002-1730-628X
vsp46@mail.ru